

УДК 621.396.62:621.396.96

ФІЛЬТРИ ЗМЕНШЕННЯ БІЧНИХ ПЕЛЮСТКІВ*Бичков В.Є.*

Фазоманіпульовані сигнали, що сформовані за законом відповідної кодової послідовності, широко використовуються у радіолокації, радіонавігації та зв'язку завдяки особливостям, що забезпечують високу роздільну здатність за часом і більшу енергію, при відносно низькій потужності випромінювання. Такі системи відрізняються простотою побудови тракту формування та обробки сигналів, на відміну від систем з багатопозиційною фазовою або частотною маніпуляцією. Але всі типи кодових послідовностей, що існують на даний момент відрізняючись простотою формування та обробки, після узгодженої фільтрації мають достатньо високий рівень бічних пелюстків. Це призводить до проблем розрізнення цілей з різними значеннями ефективної поверхні розсіювання (ЕПР). Подібні ситуації виникають при визначенні цілей на фоні відбиттів від землі або будівель, коли ехо сигнал цілі з малим значенням ЕПР може бути маскований бічним пелюстком стиснутого ехо сигналу цілі з великим значенням ЕПР. Ефективність рішення подібної задачі визначається можливістю системи обробки зменшувати значення бічних пелюстків на тому інтервалі дальності, де саме виконується пошук цілі. При цьому необхідно максимально зберегти співвідношення сигнал – завада та тривалість стиснутого ехо сигналу, щоб не спотворити роздільну здатність системи. Відомо ряд робіт, що присвячені цій актуальній тематиці [1-4], в яких для рішення цієї задачі використовуються методи когерентної компенсації пасивної завади, методи віконної фільтрації у спектральній області за заданим критерієм, методи неузгодженої та інверсної фільтрації. У цій роботі розглянуто метод, що використовується для зменшення бічних кореляційної функції фазоманіпульованого сигналу сформованого за будь якою відомою, на даний момент часу, кодовою послідовністю. Цей метод є вдосконаленням підходу розробленому у [5], але відрізняється значним спрощенням та результатами, що представлені для сигналів з великими значеннями бази.

Математичний опис роботи дискретного узгодженого тракту обробки (рис.1) для сигналу з відомими параметрами: $S = [s_1, s_2, \dots, s_N]$ зводиться до рівняння, що формує дискретні значення на виході фільтру λ_n з кінцевою імпульсною характеристикою h_k :

$$\lambda[n] = \sum_{k=0}^K h[k] S[n-k] \quad (1)$$

Основною задачею цієї методики є розрахунок коефіцієнтів імпульсної характеристики, що в свою чергу забезпечить узгоджену фільтрацію та

зменшення рівня бічних до заданого. На відміну від імпульсів з лінійною частотною модуляцією зменшення бічних пелюстків дискретних сигналів не приводить до розширення головного максимуму, але замість цього розширюється область бічних пелюстків вихідного сигналу.

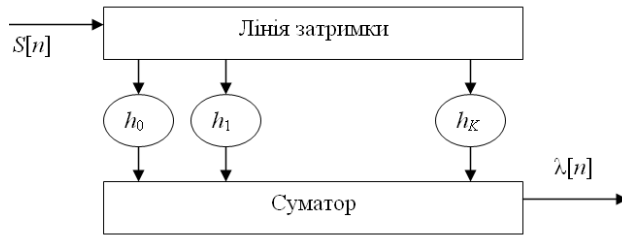


Рис.1

Лінія затримки має K виводів та забезпечує затримку кожного з вхідних дискретних значень на інтервал часу Δt , що в свою чергу визначається періодом дискретизації системи. Корисний ефект від викорис-

тання подібного фільтру буде лише в тому випадку якщо максимальна затримка фільтра K буде більша ніж тривалість вхідного сигналу представленого N відліками, тобто: $K > N$. Компоненти вихідного вектора складаються з M відліків: $M=N+K-1$. Залежність (1) описує компоненти вихідного вектора, що подалі буде називатись вектором взаємної кореляції, та представляє компоненти вектора лівої частини функції та головну компоненту. Виходячи з симетрії кореляційної функції, компоненти правої частини номерами від $N+1$ до M є дзеркальним відображенням відліків, що розраховуються (1).

Фільтр може бути синтезовано за критерієм:

$$\mu = \frac{\max(|\lambda_1|, \dots, |\lambda_M|)}{|\lambda_{\max}|}. \quad (2)$$

Вибір максимуму розповсюджується лише на бічні компоненти $\lambda_1 \dots \lambda_M$, λ_{\max} – відповідне значення кореляційного максимуму. Параметр μ характеризує відносний рівень бічних компонент вектора взаємної кореляції сигналу та фільтру. Серед можливої кількості синтезованих фільтрів потрібно обирати ті, у яких цей параметр має дещо екстремальну властивість. У випадку дійсних компонент сигналу та фільтру використання критерію (2) зводиться до задачі лінійного програмування та пошуку розв'язків систем рівнянь відносно h_i , бічних компонент λ_i та головної компоненти λ_r :

$$h_i = P_i(\lambda_1, \dots, \lambda_i), \quad i = 1, \dots, r-1, \quad h_{(K-j+1)} = Q_j(\lambda_M, \dots, \lambda_{M-j+1}), \quad j = 1, \dots, M-r. \\ P_i \text{ та } Q_i - \text{лінійні форми своїх змінних з відомими коефіцієнтами, що в свою чергу пов'язані між собою співвідношеннями (враховуючи симетрію кореляційної функції):} \\ P_{r-(N-2)}[\lambda_1, \dots, \lambda_{r-(N-2)}] = \\ = Q_{(M-r)}[\lambda_M, \dots, \lambda_{r+1}], \quad P_{r-1}[\lambda_1, \dots, \lambda_{r-1}] = Q_{(M-r)-(N-2)+1}[\lambda_M, \dots, \lambda_{r+(N-2)}]. \quad (3)$$

Загалом ці співвідношення зводяться до системи, що в свою чергу, складається з $N-2$ рівнянь. При відповідному сигналі S та розмірі не рекурсивного фільтру K вектор бічних має розмірність $M-1$, (без урахування головної компоненти) $\Lambda = (\lambda_1, \dots, \lambda_{r-1}, \lambda_{r+1}, \dots, \lambda_M)$. В свою чергу, головна компонента може бути знайдена, виходячи із співвідношення:

$$\lambda_r = \sum_{i=2}^N s_i P_{r-i+1}(\lambda_1, \dots, \lambda_{r-i+1}) + s_1 Q_{(M-r)-(N-2)}(\lambda_M, \dots, \lambda_{r+N-1}) \quad (4)$$

Таким чином, виходячи із розв'язків системи рівнянь (3) та досягши максимального значення при рішенні (4), апіорно визначивши можливий діапазон бічних пелюстків $(-1 \leq \lambda \leq 1)$, можна знайти відповідні значення $[h_1, \dots, h_K]$, що в цілому задовольняють критерію (2).

Найбільш привабливим є випадок коли імпульсна характеристика фільтру є симетричною відносно центральних компонент та коефіцієнти співпадають по модулю $N = 2n+1$, $K = 2k+1$, $M = (k+n)+1$.

Номер головної компоненти $r = k + n + 1$. Враховуючи симетрію вихідного сигналу, відносно центральної компоненти та фільтру систему рівнянь (3) можна спростити:

$$P_{k-(n-2)} = P_{k+n}, P_k = P_{k+2} \quad (5)$$

Головна компонента при цьому буде визначатись наступним чином :

$$\lambda_r = s_{n+1} P_{k+1} + 2 \sum_{i=n+2}^{2n+1} s_i P_{n+k+2-i} \quad (6)$$

Наприклад, вхідний дискретний сигнал представлено наступним чином: $S = [1, 1, 1, -1, 1]$. Розрахуємо імпульсну характеристику фільтру, що складається з $K = 9$ коефіцієнтів. Складемо компоненти лінійних форм відносно вихідного сигналу з відомими коефіцієнтами:

$$P_1 = h_1 = \lambda_1, P_2 = h_2 = -\lambda_1 + \lambda_2, P_3 = h_3 = -\lambda_2 + \lambda_3, P_4 = h_4 = -\lambda_3 + \lambda_4, \\ P_5 = h_5 = -4\lambda_1 - \lambda_4 + \lambda_5, P_6 = h_6 = 5\lambda_1 - 4\lambda_2 - \lambda_5 + \lambda_6.$$

Виходячи з (5) та (6) одержимо: $5\lambda_1 - 4\lambda_2 + \lambda_3 - \lambda_4 - \lambda_5 + \lambda_6 = 0$,

$$\lambda_r = -8\lambda_1 + 4\lambda_3 - 3\lambda_4 + \lambda_5 = (\max(\lambda_1 \dots \lambda_5)).$$

Цим двом рівнянням задовольняють наступні розв'язки компонентів вихідного сигналу: $[\lambda_1 \dots \lambda_{M-1}] = [-1, -1, 1, -1, 0, 1]$.

Отже симетрична імпульсна характеристика фільтру має значення:

$$[h_1 \dots h_9] = [-1, 0, 2, -4, 3, 4, 2, 0, -1].$$

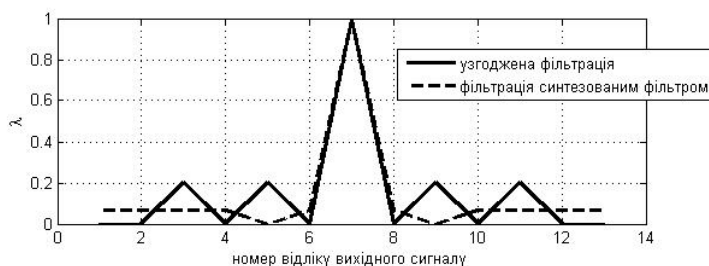


Рис.2

Результат узгодженої фільтрації, а також фільтрації за допомогою синтезованого фільтру представлено на рис.2.

Розглянемо результат роботи більш складного фільтру, що синтезовано

для зменшення бічних вхідного дискретного сигналу який складається з 32 значень. Імпульсна характеристика цього фільтру складається з 63 коефіцієнтів. Результат узгодженої фільтрації, а також фільтрації за допомогою синтезованого фільтру представлено на рис.3. Наведені результати свідчать про те, що при правильному виборі параметрів фільтра можна досяг-

нути бажаного рівня бічних пелюстків вихідного сигналу.

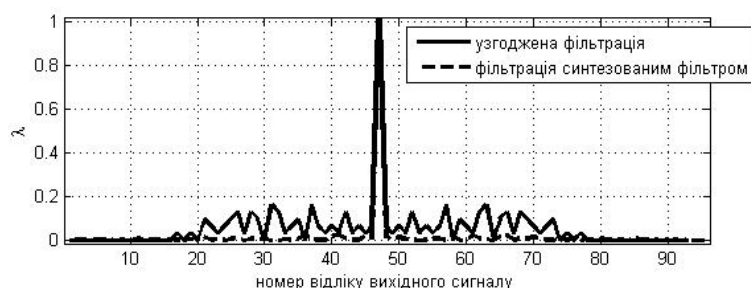


Рис.3.

Загалом зменшення значення сигнал – завада за потужністю, у порівнянні з узгодженою фільтрацією, є незначним і за дослідженнями мало залежить від значення K . Переваги цього методу наявні. Незважаючи на

ускладнення структури фільтру можна досягнути необхідного рівня бічних пелюстків кореляційної функції без розширення головного максимуму тим самим задовольнивши рішення задачі розрізнення цілей з різним значенням ЕПР.

Література

1. Zaraster S. Minimum peak range sidelobe filters for binary phase-coded waveforms // IEEE Trans. AES-1 No.1. January 1980.
2. Range sidelobe suppression for Barker codes // IEEE Trans. AES-7. 1971.
3. Achroyd M.H., Ghani F.. "Optimum mismatched filters for sidelobe suppression", IEEE Trans AES-9 No.2, march 1973 pp. 214-218.
4. Mismatched-filter design for periodic binary phase signals // IEEE Trans. AES-25 No. 6, November 1989. pp.890-897.
5. Амиантов И.Н. Избранные вопросы статистической теории связи. М.:Сов.радио.1971.

Бичков В.Є. Фільтри зменшення бічних пелюстків. Розглянуто особливості побудови та використання фільтрів зменшення бічних пелюстків кореляційної функції фазоманіпульованого сигналу, сформованого за законом відомих кодових послідовностей. Представлено результат обробки фазоманіпульованого сигналу за допомогою синтезованих фільтрів для різних значень бази сигналу.

Ключові слова: фазоманіпульовані сигнали, узгоджена фільтрація, бічні пелюстки

Бычков В.Е. Фильтры для уменьшения боковых лепестков. Рассмотрены особенности построения и использования фильтров для уменьшения боковых лепестков корреляционной функции фазоманипулированного сигнала, сформированного по закону известных кодовых последовательностей. Представлен результат обработки фазоманипулированного сигнала, при помощи синтезированных фильтров, для различных значений базы сигнала.

Ключевые слова: фазоманипулированные сигналы, согласованная фильтрация, боковые лепестки

Bychkov V.E. Sidelobe cancellation filters. Features of building and usage sidelobe cancellation filters for phase-shift keyed signal with generate under the law as well-known code sequences are considered. The result of processing phase-shift keyed signal by means of the synthesized filter for different values of base of a signal is presented.

Keywords: matched filter, phase-shift keyed signals, sidelobes